

文章编号: 0255-8297(2005)02-0160-05

基于归一化格型陷波器的科里奥利质量流量计信号处理方法

倪 伟, 徐科军

(合肥工业大学 自动化研究所, 安徽 合肥 230009)

摘要: 采用自适应归一化格型陷波器对科氏流量传感器的输出信号进行处理, 以求得其频率; 再采用自适应谱线增强器从含有噪声的数据中提取出所需要的信号; 然后采用滑动 Goertzel 算法计算两路信号之间的实时相位差, 并通过频率和相位差计算出时间差, 求得质量流量。仿真结果表明本文所研究的方法是有效的。

关键词: 科里奥利质量流量计; 归一化格型陷波器; 滑动 Goertzel 算法

中国分类号: TH814 **文献标识码:** A

A Signal Processing Method for the Coriolis Mass Flowmeter Based on a Normalized Lattice Notch Filter

NI Wei, XU Ke-jun

(Institute of Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: An adaptive normalized notch filter is applied to filter the sensor output signals of a Coriolis mass flowmeter and calculate its frequency. An adaptive line enhancer based on the above-mentioned notch filter extracts the required signals from the noisy data. The sliding Goertzel algorithm is used to calculate the real time phase difference between two signals of this kind. With the frequency and phase difference obtained, the time interval of the two signals and the mass flowrate are derived. The simulation results show that the algorithms studied in this paper are efficient.

Key words: Coriolis mass flowmeter; normalized lattice notch filter; sliding Goertzel algorithm

科里奥利质量流量计(以下简称为科氏流量计)是一种较为新型的流量计, 其特点是: 直接实现质量流量测量, 这是许多工业应用迫切期待的; 管内无障碍物, 便于清洗; 可同时获取流体密度值的流量计。它是当前发展最为迅速的流量计之一, 具有广阔的应用前景。科氏流量计要求其信号处理电路精确地测量出来自两个流量传感器信号的相位差。目前市面上的国内外产品均基于模拟和数字电路的信号处理方式存在以下局限: 1) 对噪声特别敏感; 2) 流体脉动, 使传感器输出不是正弦波, 而含有谐波; 3) 管子

的振动频率受流体密度等因素的影响, 使其不等于驱动频率, 以致于传感器输出信号的频率发生变化以及频率成分复杂。理论上, 管子振动频率处的正弦波的相位差才真正代表质量流量, 而目前二次仪表只能测出合成波的相位差。为此, 人们将数字信号处理技术应用于科氏流量计的信号处理, 目前有以下 3 种处理方案。

(1) 基于离散傅里叶变换的方法

文献[1]用离散傅里叶变换(DFT)处理科氏流量计的输出信号, 用 TMS 系列的数字信号处理器

(DSP)作为二次仪表的处理核心。当非整周期采样时,DFT的计算误差不能满足仪表精度的要求,为此提出了粗测、细测和频率跟踪的思路。但是,对其中的一些关键技术没有披露或叙述有误。例如,当频率变化时,如何采集过零点等。文献[2,3]参考其思路,研制了采用DFT、基于ADSP系列DSP的信号处理系统,解决了文献[1]中没有说明的技术难点,并在细测和频率跟踪方面作了改进。

(2) 基于信号幅值的方法

文献[4,5]对来自科氏流量计中两个磁电式传感器的输出信号进行放大,同时将这两个信号送入差动放大器,得到两个传感器的信号之差。多路转换器将这三个信号顺序送入A/D转换器,再送入DSP做DFT,计算两个传感器信号的相位差,并从中选一个信号作为参考,去补偿各个传感器通道特性差异所造成的影响。此方法的问题是:两个传感器信号的相位差很小(一般小于 4°),故差动放大器的幅值很小,极易受到噪声干扰;补偿方法耗时太多,因为计算一次相位差需要采集6路信号^[6]。

(3) 基于陷波滤波器的方法

文献[7,8]提出了基于陷波滤波器的信号处理方法,从含有各种噪声干扰的信号中,准确测得质量流量。首先采用两级多抽一滤波器,对科氏流量计中的两个磁电式传感器的输出信号进行滤波,以减少随机噪声的影响;再采用自适应陷波滤波方法,抑制确定性噪声的干扰,提取流量管振动基频的信号并测得其频率。然后采用加汉宁窗的DFT或常规Goertzel算法进行谱分析,得到振动管基频处的相位差和时间差,从而测得质量流量。这种方法存在的问题是,两级多抽一滤波器的计算量比较大,所采用的直接型IIR自适应陷波器计算复杂且对初始值的选取较为敏感,谱分析方法不能做到实时输出相位差,只能每64个点(即一个汉宁窗的宽度)计算一次时间差。

本文对第3类方法进行改进,去掉多抽一滤波器,从而节约了计算时间,并采用一种计算更为简单的自适应归一化格型陷波器^[9]来对信号进行陷波滤波。最后采用滑动Goertzel算法^[10]进行实时谱分析,从而可以在每个采样点都测得两路信号之间的相位差及时间差,实现在线计算。

1 自适应归一化格型陷波器

归一化格型陷波器^[9]的结构如图1所示。

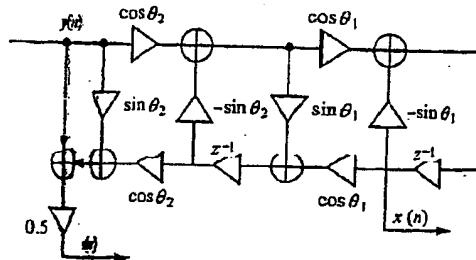


图1 归一化格型陷波器

Fig.1 Normalized lattice notch filter

图中

$$\theta_1 = \omega - \pi/2 \quad (1)$$

$$\sin \theta_2 = \frac{1 - \tan(B/2)}{1 + \tan(B/2)} \quad (2)$$

其中 $\omega \in [0, \pi]$ 是陷波频率, B 为3 dB的衰减带宽。

设科氏质量计振动管传感器的输出信号为

$$y(n) = A \sin(\omega n + \varphi) + e(n)$$

其中 A 为幅值, ω 为信号的归一化频率, $e(n)$ 为零均值, 方差小的白噪声。由于初始情况下陷波器并不知道信号频率, 所以陷波器必须首先检测到信号的频率并进行跟踪, 因此 θ_1 必须能自动地调整, 即 $\theta_1(n)$ 。

由图1可得到

$$e(n) = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{\sin \theta_2 + \sin \theta_1(n-1)(1 + \sin \theta_2)z^{-1} + z^{-2}}{1 + \sin \theta_1(n-1)(1 + \sin \theta_2)z^{-1} + \sin \theta_2 z^{-2}} \right] y(n) \quad (3)$$

经过滤波的信号

$$x(n) = \frac{z^{-1} \cos \theta_2 \cos \theta_1}{1 + \sin \theta_1(1 + \sin \theta_2)z^{-1} + \sin \theta_2 z^{-2}} y(n) \quad (4)$$

$\theta_1(n)$ 的更新程

$$\theta_1(n) = \theta_1(n-1) - \mu(n) e(n) x(n) \quad (5)$$

其中

$$\mu(n) = 1/R(n) \quad (6)$$

$$R(n) = \lambda R(n-1) + x^2(n) \quad (7)$$

$0 < \lambda < 1$ 为衰减因子。通过仿真发现, 在 $\theta_1(n)$ 更新后再重新计算 $x(n)$ 会得到更好的陷波效果, 因此得到

$$e_1(n) = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{\sin \theta_1(n)(1 + \sin \theta_2)z^{-1} + z^{-2}}{1 + \sin \theta_1(n)(1 + \sin \theta_2)z^{-1} + \sin \theta_2 z^{-2}} \right] y(n) \quad (8)$$

$y(n) - e_i(n)$ 就是我们所希望的信号, 信号频率的估计 $\hat{\omega}$ 为

$$\hat{\omega}(n) = \theta_1(n) + \pi/2 \quad (9)$$

在将计算出的频率用于相位差的计算之前先采用下面的方法对其进行平滑处理, 以减少陷波器计算相位差时所引入的随机误差

$$\hat{\omega}(n) = \frac{1}{20} \left[\sum_{k=n-20}^{n-1} \hat{\omega}(k) + \hat{\omega}(n) \right] \quad (10)$$

2 相位差及时间差的计算

常规 Goertzel 算法的传递函数如下^[11]

$$H_k(z^{-1}) = \frac{1 - e^{\frac{2\pi k}{N}} z^{-1}}{1 - 2\cos(\frac{2\pi k}{N})z^{-1} + z^{-2}} \quad (11)$$

其频率为等间隔分布, 当信号的频率恰好对应于某个 k 值时, 可以获得精确的结果。而当信号频率落在频率间隔内时, 就会由于泄漏问题而产生较大误差。泄漏问题对于计算相位的影响要远远大于对功率谱的计算^[6]。

滑动 Goertzel 算法^[10] 克服了常规 Goertzel 算法的这一缺点, 它用实际的信号频率替换传递函数中的 $2\pi k/N$, 因此在信号频率不变的情况下, 经过一定时间的收敛, 可以精确地计算出信号的傅里叶系数, 并且可以在每个采样点计算一次傅里叶系数。滑动 Goertzel 算法如图 2 所示。

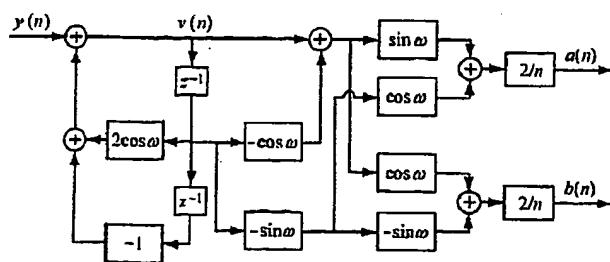


图 2 滑动 Goertzel 算法

Fig. 2 Sliding Goertzel algorithm

设固定频率信号 $y(n)$ 的傅里叶展开为 $y(n) = a\sin(n\omega) + b\cos(n\omega)$, 其 z 变换为

$$Y(z^{-1}) = \frac{a\sin\omega z^{-1} + b(1 - \cos\omega z^{-1})}{1 - 2\cos\omega z^{-1} + z^{-2}} \quad (12)$$

则

$$V(z^{-1}) = \frac{Y(z^{-1})}{1 - 2\cos\omega z^{-1} + z^{-2}} \quad (13)$$

$V(z^{-1})$ 是中间变量 $v(n)$ 的 z 变换, 对其进行 z

反变换, 得

$$v(n) = \frac{n}{2\sin\omega} [b\sin(n+1)\omega - a\cos(n+1)\omega] + \Delta_1 \quad (14)$$

$$v(n-1) = \frac{n}{2\sin\omega} [b\sin n\omega - a\cos n\omega] + \Delta_2 \quad (15)$$

其中

$$\Delta_1 = \frac{1}{2\sin^2\omega} [2b\sin\omega\sin(n+1)\omega + a\sin n\omega] \quad (16)$$

$$\Delta_2 = \frac{1}{2\sin^2\omega} [(a\cos\omega + b\sin\omega)\sin n\omega] \quad (17)$$

从式(14)~(17)可以看出在 n 的值比较大时 Δ_1 和 Δ_2 可以忽略。经过计算得到

$$a(n) = \frac{2}{n} \{ \sin n\omega [v(n) - v(n-1)\cos\omega] - v(n-1)\cos\omega\sin n\omega \} \quad (18)$$

$$b(n) = \frac{2}{n} \{ \cos n\omega [v(n) - v(n-1)\cos\omega] + v(n-1)\sin\omega\sin n\omega \} \quad (19)$$

则信号的相位为

$$\varphi(n) = \arctan\left(\frac{b(n)}{a(n)}\right) \quad (20)$$

则相位差的计算公式为

$$\hat{\varphi}(n) = \hat{\varphi}_1(n) - \hat{\varphi}_2(n) \quad (21)$$

其中 $\hat{\varphi}_1(n)$ 和 $\hat{\varphi}_2(n)$ 分别为两路信号的相位估计。

由于滑动 Goertzel 算法的相位差计算结果是振荡收敛, 所以对于每一点的计算结果也采用了与式(10)相同的平滑处理方法。

时间差的计算公式为

$$\Delta t(n) = \frac{\hat{\varphi}(n)}{\hat{\omega}(n)f_s} \quad (22)$$

其中 $\hat{\omega}(n)$ 为信号频率的估计, f_s 为采样频率。

3 仿真结果

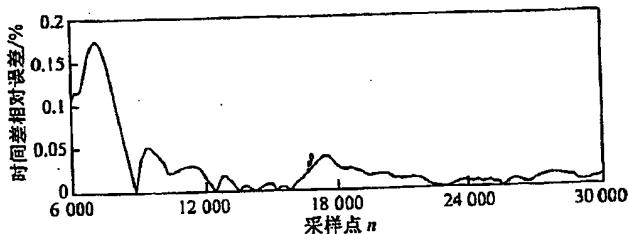
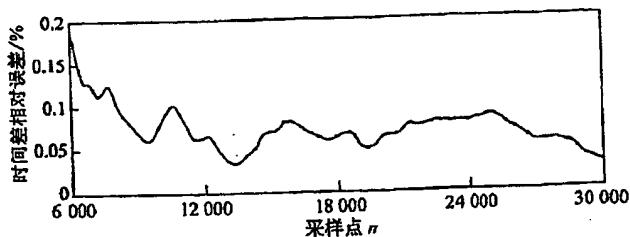
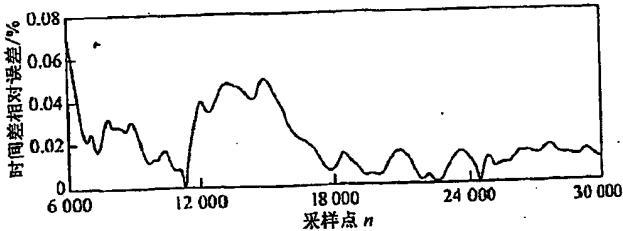
仿真使用的信号幅值 $A = 10$, 随机噪声的幅值为 2.429 3, 服从正态分布且取均值, 采样点数为 30 000, 陷波器的 $\theta_2 = 0.98$, $\lambda = 0.999$ 。仿真结果如表 1 所示, 表中的数据为第 6 001 ~ 30 000 点 Δt 的计算相对误差的均值和方差, 其中相位差单位为度。

表 1 不同频率和相位差下的相对误差的均值和方差

Table 1 Mean and variance values of relative errors for different frequencies and phase differences

相位差/(°)	频率/Hz					
	97.0		100.0		103.0	
	均值/%	方差	均值/%	方差	均值/%	方差
0.000 1	0.026 019	0.001 490 30	0.071 784	0.000 605 85	0.018 815	0.000 189 86
0.001 0	0.026 000	0.001 490 90	0.071 750	0.000 606 51	0.018 825	0.000 189 96
0.003 0	0.026 001	0.001 490 90	0.071 752	0.000 606 49	0.018 824	0.000 189 96
0.005 0	0.026 001	0.001 490 90	0.071 753	0.000 606 48	0.018 824	0.000 189 96
0.010 0	0.026 001	0.001 490 90	0.071 754	0.000 606 46	0.018 823	0.000 189 96
0.050 0	0.026 002	0.001 490 90	0.071 758	0.000 606 41	0.018 824	0.000 189 95
0.100 0	0.026 002	0.001 490 90	0.071 762	0.000 606 33	0.018 824	0.000 189 95
0.500 0	0.026 004	0.001 491 00	0.071 800	0.000 605 75	0.018 829	0.000 189 9
1.000 0	0.026 007	0.001 491 00	0.071 847	0.000 605 01	0.018 834	0.000 189 83
1.500 0	0.026 010	0.001 491 00	0.071 893	0.000 604 25	0.018 839	0.000 189 77
2.000 0	0.026 013	0.001 491 00	0.071 938	0.000 603 49	0.018 844	0.000 189 7
4.000 0	0.026 024	0.001 491 00	0.072 110	0.000 600 35	0.018 862	0.000 189 38

图 3~5 给出了表 1 中相位差为 0.1° 时各频率下时间差的相对计算误差变化趋势, 从图中可以看出算法在经过一段时间的收敛后, 会达到较高的计算精度, 但由于噪声的影响, 各频率下收敛的速率略有不同。需要指出的是, 从图 3~5 中可以看出表 1 中的数据在计算时包含了一些收敛过程中的结果, 如果将其去除, 精度将会更高。

图 3 $\Phi = 0.1, f = 97$ Hz 时的时间差相对误差Fig.3 Relative errors of time intervals $\Phi = 0.1 f = 97$ Hz图 4 $\Phi = 0.1, f = 100$ Hz 时的时间差相对误差Fig.4 Relative errors of time intervals $\Phi = 0.1 f = 100$ Hz图 5 $\Phi = 0.1, f = 103$ Hz 时的时间差相对误差Fig.5 Relative errors of time intervals $\Phi = 0.1 f = 103$ Hz

4 结束语

自适应归一化格型陷波器具有计算简单的特点, 并且初始值易于选择。滑动 Goertzel 算法实现了实时谱分析和两信号之间相位差的计算。通过仿真可以看出计算精度较高, 满足科氏流量计信号处理的要求。

参考文献:

- [1] Romano P. Coriolis mass flow meter having a substantially increased noise immunity [P]. US Patent: 4934196, Jun 19, 1990.
- [2] 徐科军, 姜汉科, 苏建微, 等. 科氏流量计信号处理中频率跟踪方法的研究 [J]. 计量学报, 1999, 19(4): 304~307.

- [3] 于翠欣,徐科军,刘家军.基于DFT的科里奥利质量流量计信号处理方法的改进[J].合肥工业大学学报,2000,23(4):935-939.
- [4] Morita A, Yoshimura H. Method of measuring phase difference in Coriolis mass flow meter [A]. Proceedings of the 1996 International Conference on Advances in Instrumentation and Control [C]. ISA/96: 631-640.
- [5] Yoshimura H. Phase difference measuring apparatus for measuring phase difference between input signals [P]. European Patent Application: EP 0791807A2, 1997.
- [6] 倪伟.用于科里奥利质量流量计的相位差测量方法与装置[D].合肥:合肥工业大学自动化研究所,1999.
- [7] Derby H V, Bose T, Rajan S. Method and apparatus for adaptive line enhancement in Coriolis mass flow meter measurement [P]. US Patent: 5555190, Sep. 10, 1996.
- [8] 徐科军,倪伟.一种科里奥利质量流量计的信号处理方法[J].计量学报,2001,22(4):254-257.
- [9] Regalia P A. An improved lattice-based adaptive IIR notch filter [J]. IEEE Trans Signal Processing, 1991, 39(9): 2124-2128.
- [10] Chicharo J, Kilani M. A sliding Goertzel algorithm [J]. Signal Processing, 1996, 52: 283-297.
- [11] Mitra S K. Digital Signal Processing: A Computer-Based Approach (Second Edition) [M]. 北京:清华大学出版社,2001.

(编辑:曹培华)

* 下期发表论文摘要预报 *

基于扩展的积分前推方法的非线性控制设计

陈奕梅, 韩正之

(1. 上海交通大学 电子信息与电气工程学院 上海 200030)

摘要: 积分前推(forwarding)设计是针对具有前馈形式的非线性系统构造控制律及控制 Lyapunov 函数的一种基本方法, 针对常规积分 forwarding 设计的某些局限性, 提出了一种新的改进方案, 有效地拓展了 forwarding 方法的使用范围, 并通过举例对该方法的有效性进行了验证.

THIS PAGE BLANK (USPTO)